

Microwave stray field sensor for humidity / density measurements

Publication number: EP0908718

Publication date: 1999-04-14

Inventor: HERMANN RAINER DIPL-PHYS (DE); ZAAGE STEFAN
DR DIPL-ING (DE)

Applicant: TEWS ELEKTRONIK (DE)

Classification:






- international: **G01N22/00; G01N22/04; G01N22/00; (IPC1-7):**
G01N22/04

- european: G01N22/04

Application number: EP19980116440 19980831





Priority number(s): DE19972016639U 19970916

Also published as:

 US6316946 (B2)
 US2001015649 (A1)
 JP11153554 (A)
 EP0908718 (B1)
 ES2192292T (T3)

more >>

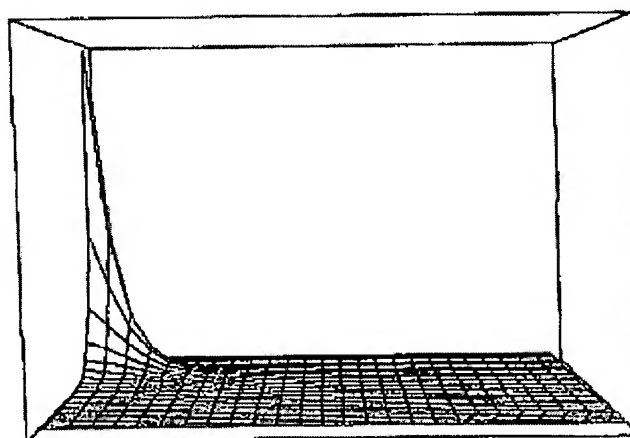
Cited documents:

 GB2166873
 WO9112518
 XP002057631
 XP000052731

Report a data error here

Abstract of EP0908718

The microwave stray field sensor is rotationally symmetrical, and is permeable to electromagnetic radiation in the axial direction towards at least one side. A rotation symmetrical alternating field of vertical waves is produced, where circumferentially spatial cycle is smaller than the vacuum wavelength with the frequency of the alternating field. The sensor has a metal wire (1) in the form of a closed ring conductor, which is surrounded by a dielectric (2). The sensor has a cylindrical resonator operated in Em10 - mode, which has a thin metallic endface (5) provided with a central opening and filled with a dielectric (4).



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide



(12) **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

(43) Veröffentlichungstag:
14.04.1999 Patentblatt 1999/15

(51) Int. Cl.⁶: **G01N 22/04**

(21) Anmeldenummer: **98116440.3**

(22) Anmeldetag: **31.08.1998**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU
MC NL PT SE**
Benannte Erstreckungsstaaten:
AL LT LV MK RO SI

(72) Erfinder:
• **Hermann, Rainer, Dipl.-Phys.**
20253 Hamburg (DE)
• **Zaage, Stefan, Dr. Dipl.-Ing.**
30175 Hannover (DE)

(30) Priorität: **16.09.1997 DE 29716639 U**

(74) Vertreter:
Glawe, Delfs, Moll & Partner
Patentanwälte
Rothenbaumchaussee 58
20148 Hamburg (DE)

(71) Anmelder: **TEWS ELEKTRONIK**
D-22459 Hamburg (DE)

(54) **Mikrowellen-Streufeldsensor zur Feuchte- und /oder Dichtemessung**

(57) Der Mikrowellen-Streufeldsensor zur Feuchte- und/oder Dichtemessung von dielektrischen Stoffen zeichnet sich dadurch aus, daß er im wesentlichen rotationssymmetrisch ausgebildet ist, in axialer Richtung zu mindestens einer Seite hin für elektromagnetische Strahlung durchlässig ist, und daß in ihm ein im wesent-

lichen rotationssymmetrisches Wechselfeld stehender Wellen erzeugbar ist, dessen räumliche Periode in Umfangsrichtung kleiner ist als die Vakuumwellenlänge bei der Frequenz des Wechselfelds.

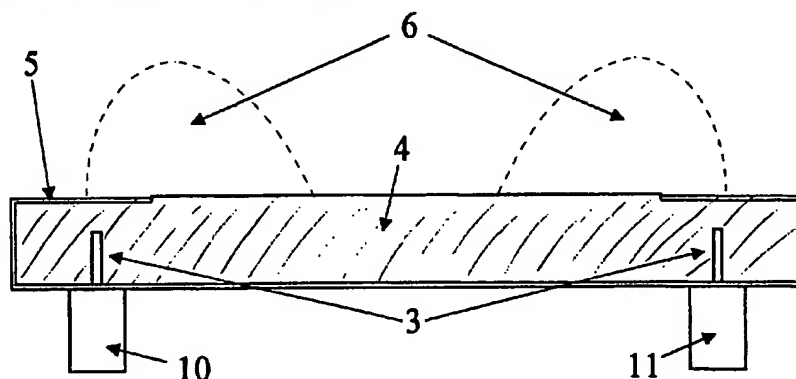


Fig. 3

Beschreibung

- [0001] Die Erfindung betrifft einen Mikrowellen-Streufeldsensor zur Feuchte- und/oder Dichtemessung von dielektrischen Stoffen.
- 5 [0002] Die Mikrowellenresonatortechnik bietet sowohl für die Anwendung unter Bedingungen des rauen industriellen Prozesses als auch für die Serienmessung im Labor die Möglichkeit, schnell und präzise zu einer Aussage über die Feuchtigkeit und Dichte des zu untersuchenden Produktes zu gelangen. Dafür ist im wesentlichen die bei der Verwendung von Resonatoren anwendbare besondere Methode der Trennung des Einflusses von Feuchte und Dichte verantwortlich (EP 0 468 023).
- 10 [0003] Beim Resonatorverfahren wird in einem geeigneten metallischen Hohlraum eine stehende Mikrowelle erzeugt. Ein wesentliches Merkmal dieser Methode besteht darin, daß nicht nur die verlustlosen Auswirkungen der Wechselwirkung zwischen der Materialfeuchte und den Mikrowellen erfaßt werden, also alle Eigenschaftsveränderungen, die vom Realteil der Dielektrizitätskonstanten dominiert werden. Vielmehr ist es mit dem Resonatorverfahren auch möglich, die das Meßergebnis beeinflussenden Verluste an Mikrowellenleistung auf die Dämpfung im Produkt (Umwandlung in
- 15 Wärme) zu begrenzen und damit Verfälschungen durch andere Verluste (Streuverluste an Oberflächen oder an grobkörnigen Streuzentren im Produkt, Abstrahlungsverluste, etc.) zu vermeiden. Wird ein feuchtes dielektrisches Material in den Resonator eingeführt, so verschiebt sich die Resonanzfrequenz, und die Breite der Resonanzkurve nimmt zu. Aus diesen Änderungen können, wie dies in der genannten Schrift ausgeführt wird, Dichte und Feuchtigkeit bestimmt werden.
- 20 [0004] Das Verfahren setzt voraus, daß ein mehr oder weniger geschlossener Resonator verwendet wird, aus dem keine Mikrowellenenergie entweichen kann. Geht nämlich durch die Abstrahlung Feldenergie verloren, so folgt daraus eine Verfälschung der Linienbreite und der Resonanzfrequenz, so daß Dichte und Feuchtigkeit nicht mehr bestimmt werden können.
- [0005] Die Grenzen in der praktischen Anwendung von Hohlraumresonatoren werden dadurch gesetzt, daß das zu messende Produkt in das Probenrohr des Applikators gebracht werden muß. Das ist bei vielen Produkten jedoch nur
- 25 in der Labor-Messung möglich, wenn Laborpersonal das Produkt manuell in den Probenapplikator füllt. In der Prozeßmessung kann bei Produkten mit gutem Fließ- oder Rieserverhalten eine Messung im Bypass erfolgen, indem Produkt aus dem Hauptstrom mit Hilfe von Förderelementen ausgeschleust, in das Meßrohr eingefüllt und anschließend in den Hauptstrom wieder zurückgefördert wird.
- 30 [0006] Für die Prozeßmeßtechnik ist es deshalb wünschenswert, als Erweiterung eine Meßeinrichtung zu entwickeln, die alle Vorteile des eingangs erwähnten Patenten eines dichteunabhängigen Resonatormeßverfahrens zur Feuchtemessung aufweist und gleichzeitig ohne Störung des Prozesses in den Hauptstrom des Produktflusses direkt eingebaut werden kann.
- [0007] Es bereitet zwar keinerlei Schwierigkeiten, Mikrowellen aus Wellenleitern oder Hohlräumen in den freien Raum
- 35 zu leiten, so daß die Mikrowellen auf großflächige Platten, einen Strom von Material bei einem industriellen Verfahren usw. auftreffen. Es erfolgt dabei aber eine antennenartige Abstrahlung von Mikrowellenenergie, die wie bereits erwähnt die Schiebung der Resonanzfrequenz und die Verbreiterung der Resonanzkurve bewirkt und damit das Meßergebnis verfälscht.
- [0008] Bei einem vorbekannten offenen Streufeld-Resonator wird die stehende Welle durch eine auf einer Seite geöffnete Koaxialleitung erzeugt, wobei Resonatorfrequenz und Güte des Resonators durch ein Dielektrikum im Streufeld verändert werden (Mesures Regulation Automatique, Bd. 50, Nr. 1, Januar 1985, Paris FR, Seiten 67-70, XP002057631). Der wesentliche Mangel dieser Anordnung besteht darin, daß diese Form des Streufeldes deutliches
- 40 Abstrahlverhalten senkrecht zur Richtung des Koaxialleiters aufweist. Damit ist die wesentliche Voraussetzung nicht erfüllt, um die Messung der Verluste und der Resonanzfrequenzverschiebung zur Trennung von Feucht- und Materialdichte ausnutzen zu können. Auch die Schichtdicke der Probe, der Anpreßdruck zwischen Sensor und Probe, die Probenform usw. haben damit auf das Meßsignal einen störenden Einfluß.
- [0009] Ein weiterer vorbekannter Sensor mit Streufeld am offenen Leitungsende eines Koaxialleiters soll zur Feuchtemessung verwendet werden (Thompson F: "Moisture Measurement Using Microwaves", Measurement and Control, Bd. 22, Nr. 7, September 1989, Seiten 210-215, XP000052731). Um das Problem der Abstrahlung und damit der vielfältigen Störeinflüsse (Probenform usw.) einigermaßen in den Griff zu bekommen, wird das Streufeld auf "wenige Milli-
- 50 meter Eindringtiefe in die Probe" begrenzt. Auch dies erlaubt keine zuverlässigen und genauen Messungen zur Feuchte- und/oder Dichtemessung von Proben größerer Abmessungen.
- [0010] Die Aufgabe besteht in der Schaffung eines Streufeldsensors, bei dem zwar das Mikrowellenfeld im Raum vor einer gewissen Fläche auftritt, die unerwünschte antennenartige Abstrahlung praktisch aber nicht auftritt.
- 55 [0011] Erfindungsgemäß wurde durch Berechnungen und Versuche der Erfinder herausgefunden, daß dies dadurch erreicht werden kann, daß der Mikrowellen-Streufeldsensor im wesentlichen rotationssymmetrisch ausgebildet ist, in axialer Richtung zu mindestens einer Seite hin für elektromagnetische Strahlung durchlässig ist, und daß in ihm ein im wesentlichen rotationssymmetrisches Wechselfeld stehender Wellen erzeugbar ist, dessen räumliche Periode in

Umfangsrichtung kleiner ist als die Vakuumwellenlänge bei der Frequenz des Wechselfelds.

[0012] Es wird also ein im wesentlichen rotationssymmetrisches elektromagnetisches Wechselfeld in Form einer stehenden Welle erzeugt, bei dem die Wellenlänge am Ort der Erzeugung wesentlich geringer ist als im freien Raum. Durch diesen Unterschied in den Wellenlängen am Ort der Erzeugung des Wechselfelds und im freien Raum tritt der erfindungsgemäße Effekt auf, daß die Mikrowellen zwar eine gewisse Entfernung in den Raum eindringen, daß die Mikrowellenfeldstärke mit Abstand vom Streufeldsensor aber sehr stark abfällt, so daß praktisch keine Mikrowellenfeldstärke abgestrahlt wird. Dies beruht im wesentlichen darauf, daß es im Fernfeld zu einer Auslöschung infolge Interferenz kommt und nur das Nahfeld übrig bleibt.

[0013] Durch die Erfindung wird also ein Sensor geschaffen, der auch planar ausgebildet sein kann, der einerseits als Mikrowellenresonator ausgebildet ist und damit der Auswertelektronik auf der Basis des beschriebenen Patentes zugänglich ist. Andererseits wird ein elektromagnetisches Feld über einer planaren Sensoroberfläche erzeugt, das in das zu vermessende Produkt hineinragt und solange keine Abstrahlungsverluste aufweist, wie die Dielektrizitätskonstante des Produktes unterhalb eines kritischen Grenzwertes liegt - der in der Praxis der industriell vorkommenden Produkte leicht eingehalten werden kann. Unter diesen Bedingungen entstehen die durch die planare Resonatortechnik gemessenen Verluste nicht durch Abstrahleffekte, sondern durch die Wärmeumwandlung innerhalb des Produktes - wie beim Hohlraumresonator. Damit ist die Messung von einer Seite an flächenhafte Materialien möglich, wie z.B. Holzplatten, Mauerplatten, etc. Auch ist die Messung durch Einbau in Behälterwandungen, Silos oder in dem laufenden Produktstrom innerhalb der Prozeßanlagen etc. möglich.

[0014] Eine vorteilhafte Ausführungsform zeichnet sich dadurch aus, daß der Streufeldsensor einen Metalldraht in Form eines geschlossenen Ringleiters aufweist, der von einem Dielektrikum umgeben ist.

[0015] Bei solchen Ringleitern kann es schwierig sein, die Hochfrequenz, insbesondere Mikrowellen einzukoppeln. Eine andere Ausführungsform, bei der diese Probleme vermieden werden, zeichnet sich dadurch aus, daß der Streufeldsensor einen kreiszylindrischen, im E_{m10} -Mode betriebenen Resonator aufweist, der eine dünne metallische, von einer mittigen Öffnung unterbrochene Stirnfläche aufweist und mit einem Dielektrikum gefüllt ist. Dabei ist $m=1,2,3,\dots$ die azimutale Modenkennzahl, 1 (= eins) die radiale Modenkennzahl und 0 (= null) die axiale Modenkennzahl. Ein solcher Mode weist 2 m Kreissegmente auf, in denen Feldlinien abwechselnd vom kürzesten Weg vom Boden zur Deckplatte und umgekehrt verlaufen. In radialer Richtung nimmt das Feld ausgehend von der Resonatormitte von Null an allmählich zu, übersteigt ein Maximum und wird am Resonatorrand wieder Null. Das Maximum des Feldes rückt mit zunehmender Modenkennzahl m immer weiter an den Wandfeldbereich des Resonators. Durch die Öffnung in der Stirnfläche treten die elektrischen Feldlinien aus dem Resonatorraum aus und schließen sich mit den Feldlinien im Öffnungsbereich eines benachbarten Kreissegments zu einem gekrümmten Feldlinienverlauf in den Raum hinein zusammen. Dieser Feldlinienverlauf ähnelt dem Feldlinienverlauf der kreisförmigen Stromresonanz. Hauptabstrahlrichtung ist, solange keine die Abstrahlung verhindernden Maßnahmen getroffen werden, die radiale Richtung parallel zur Stirnfläche.

[0016] Die relative Dielektrizitätskonstante des Dielektrikums wird man je nach Anwendungsfall unterschiedlich wählen. Sie sollte bei einer vorteilhaften Ausführungsform mindestens 2, bei einer weiteren Ausführungsform mindestens 5, bei noch einer weiteren Ausführungsform mindestens 10 betragen. Die Dielektrizitätskonstante ϵ muß dabei, falls das Dielektrikum im Falle des Ringleiters verhältnismäßig dünn ist, größer gewählt werden als im Falle des mit Dielektrikum gefüllten Hohlraums, um vergleichbare Wirkungen zu erhalten.

[0017] Bei diesen Ausführungsformen sollte die azimutale Modenkennzahl vorteilhafterweise mindestens ungefähr 3, in anderen vorteilhaften Fällen mindestens ungefähr 10 betragen.

[0018] Das Ziel, daß das elektrische Feld am Ort der Erzeugung eine kürzere Wellenlänge als im freien Raum hat, kann bei einer anderen vorteilhaften Ausführungsform dadurch erreicht werden, daß der Streufeldsensor einen rosettenartig geformten metallischen Leiter aufweist, wobei die Schwingungen maximal entweder außen an jeder (oder jeder zweiten, jeder dritten usw.) Krümmung oder entsprechend innen sich ausbilden. Indem die Frequenz des eingespeisten Signals so gewählt wird, daß sich auf den Außen- oder auf den Innenbögen der Rosette (wenn Abhängigkeit von der gewählten Ankopplung) jeweils im Wechsel eine maximale und eine minimale Feldstärke ausbildet und entlang des Kreises eine stehende Welle bildet, ist die Zahl der Wellenlängen auf der metallischen Struktur äquivalent mit der Modenkennzahl m des kreiszylindrischen Hohlraumresonators. In hinreichender Entfernung ist damit die Feldstruktur äquivalent mit der des erwähnten kreiszylindrischen Resonators.

[0019] Diese Wirkung kann weiter verstärkt werden, daß der Leiter auf einen dielektrischen Substrat oder in einem solchen dielektrischen Substrat angeordnet ist, wo die erwähnte Wirkung des rosettenartigen Stromverlaufs, die ebenfalls eine Wellenlängenverkürzung am Erzeugungsort bedeutet, durch die wellenlängenverkürzende Wirkung des Dielektrikums verstärkt wird.

[0020] Vorteilhafterweise ist die räumliche Periode in Umfangsrichtung mindestens ungefähr 1,5 mal, noch vorteilhafter mindestens ungefähr 2,5 mal, bei anderen vorteilhaften Ausführungsformen mindestens ungefähr 3,5 mal kleiner als die Vakuumlänge.

[0021] Der erfindungsgemäße Streufeldsensor kann in einem weiten Bereich von Frequenzen angewendet werden,

wobei selbstverständlich seine Abmessungen und gegebenenfalls die Dielektrizitätskonstante an die Frequenz angepaßt werden müssen. Der erfindungsgemäße Streufeldsensor ist ohne weiteres in einem Bereich von 0,1 GHz bis über 20 GHz zu verwenden.

[0022] Die Erfindung wird im folgenden anhand von vorteilhaften Ausführungsformen unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen beispielsweise beschrieben. Es zeigen:

Fig. 1 in schematischer Darstellung eine Leiterschleife in Form eines Drahts;

Fig. 2 die Mikrowellenfeldstärke als Funktion des Ortes beim Streufeldsensor der Fig. 1;

Fig. 3 im Querschnitt eine zweite Ausführungsform des erfindungsgemäßen Streufeldsensors;

Fig. 4 den Verlauf der Mikrowellenfeldlinien im Streufeldsensor der Fig. 3;

Fig. 5 eine dritte Ausführungsform des erfindungsgemäßen Streufeldsensors.

[0023] In Fig. 1 ist eine Drahtschleife 1 gezeigt, in der eine stehende elektromagnetische Welle erzeugt werden kann. Die Drahtschleife 1 ist von einem dünnen Dielektrikum umgeben, das bei 2 angedeutet ist. Aufgrund dieses Dielektrikums hat die Wellenlänge in der Stromschleife 1 einen kleineren Wert als im freien Raum. Die Mikrowellenfeldstärke, die sich bei dieser Anordnung ergibt, ist aus Fig. 2 ersichtlich. Die Intensität ist nach oben, die z-Achse nach rechts und die radiale Achse (x oder y) nach vorne aufgetragen. Wie man sieht, nimmt die Mikrowellenfeldstärke sehr schnell mit wachsender Entfernung z von der Drahtschleife 1 innerhalb der Abmessungen einer Wellenlänge ab. Es findet also keine nennenswerte Abstrahlung statt.

[0024] In Tabelle 1 sind die Ergebnisse von Berechnungen der Erfindung aufgeführt. Hier sind jeweils die kritischen Werte der Dielektrizitätskonstante ϵ für die verschiedenen Modenkennzahlen aufgetragen, für die die abgestrahlte Leistung unterhalb des Wertes von 0,01% der Abstrahlung des nackten metallischen Kreisleiters abgesenkt wird. In der letzten Spalte ist der Radius der Leiterschleife angegeben, der für die Realisierung einer Resonanzfrequenz von 2,5 GHz bei dem betreffenden Modus und dem kritischen Wert der Dielektrizitätskonstante zu wählen ist. m, die Modenkennzahl, ist dabei die Anzahl der Halbwellen auf dem Kreisleiter 1 der Fig. 1.

Moden- Kennzahl m	Effektive Dielektrizitätskonstante ϵ damit Abstrahlung <0,01%	Verkürzungs- Faktor gegen Vakuum- Wellenlänge ($\sqrt{\epsilon}$)	maximaler Kreisradius für f=2,5 GHz
1	15625	125	0,15 mm
2	141,7	11,9	3,2 mm
3	31,9	5,65	10,1 mm
4	15,0	3,87	19,7 mm
5	9,5	3,08	31,0 mm
6	7,0	2,65	43,3 mm
7	5,6	2,37	56,5 mm
8	4,7	2,17	70,5 mm
9	4,1	2,02	84,9 mm
10	3,7	1,92	99,3 mm

[0025] In Fig. 3 ist eine andere Ausführungsform des erfindungsgemäßen Streufeldsensors gezeigt. Dabei geschieht die Einkopplung 10 und Auskopplung 11 der Mikrowellen über Koaxialleitungen und kapazitiv wirksame Koppelstifte 3, die symmetrisch zur Resonatormitte im Abstand K so angebracht sind, daß sie einerseits unter der metallischen Abdeckung der Deckschicht und andererseits in der Nähe des Maximums des elektrischen Resonanzfeldes liegen. Den eigentlichen Resonator bildet der kreisrunde dielektrische Keramikkörper 4 mit Dielektrizitätskonstante ϵ , Durchmesser D, Schichtdicke s, und einer dünnen (d.h. mit einer Schichtdicke unter 0,1 mm gelegenen) Metallisierung 5 der den Keramikkörper überall begrenzt, mit Ausnahme der konzentrisch angebrachten Öffnung der Metallisierung in der

Resonatordeckschicht (Durchmesser O). Darüber bildet sich die eigentliche Meßzone mit den skizzierten Streufeldbereichen aus 6.

5 **[0026]** Ein Beispiel für die praktische Umsetzung ist ein Sensor im Arbeitsbereich bis 4 GHz, mit dem die Resonanzmoden E_{410} , E_{510} , E_{610} , E_{710} , E_{810} und E_{910} in einer einzigen Bauform angeregt werden können. In diesem Falle ist $D=145$ mm, $O=90$ bis 120 mm (je nach Größe des gewünschten Streufeldes), $s=3,2$ mm, $\epsilon=9,2$.

[0027] Technisch realisieren lassen sich Planarsensoren bis zu Keramikfüllungen von $\epsilon=100$. Für höhere Werte der Dielektrizitätskonstanten liegen Minima und Maxima des Feldes bereits so dicht zusammen, daß die Antennenankopplungen bereits zu starke Inhomogenitäten im Resonatorraum erzeugen.

10 **[0028]** In Fig 4 ist der Feldlinienverlauf E_{310} Resonanzmode eines entsprechenden geschlossenen kreiszylindrischen Resonators gezeigt. Durch die Öffnung der oberen Stirnfläche kann dann ein Feldlinienbild wie bei der ersten Ausführungsform des Kreisringleiters mit $m=3$ erzeugt werden.

[0029] Eine dritte Ausführungsform ist in Fig. 5 gezeigt. Die metallische Leitung 7 bildet eine Rosettenstruktur, die sich auf oder in einem Substrat befindet, insbesondere einem dielektrischen Substrat, das bei 12 angedeutet ist. Die Leitung ist dabei mäanderartig in einer Ebene und um eine Kreislinie gewunden. Durch eine geeignete Einkopplung in 15 Form von Koppelstiften oder Koppelleitungen, die sich entweder auf der Unterseite des Substrats oder auf der Oberseite seitlich der Rosettenstruktur in hinreichendem Abstand voneinander befinden, wird eine elektromagnetische Welle eingekoppelt. Die Führung dieser Welle erfolgt entlang der metallischen Leitung. Die Resonanz bildet sich derart aus, daß die Schwingungsmaxima entweder außen in jeder (oder jeder zweiten, jeder dritten, etc.) Krümmung oder entsprechend innen sich ausbildet. Indem die Frequenz des eingespeisten Signals so gewählt wird, daß sich auf den 20 Außen- oder auf den Innenbögen der Rosette (in Abhängigkeit von der gewählten Ankopplung) jeweils im Wechsel eine maximale und eine minimale Feldstärke ausbildet und entlang des Kreises eine stehende Welle bildet. Die Zahl der Wellenlängen auf der metallischen Struktur ist äquivalent mit der Modenkennzahl m . In hinreichender Entfernung ist somit die Feldstruktur äquivalent mit der Kreisresonators.

25 **[0030]** Die für die Vermeidung der Abstrahlung wichtige Wellenlängenverkürzung in der Kreisanordnung ergibt sich durch die zusätzliche Wegstrecke, die die Welle durch die Windungen entlang des metallischen Leiters zurückzulegen hat.

[0031] Durch geeignete Wahl der Anzahl der Windungen der Rosette sowie des Durchmessers des Innen- und Außenkreises läßt sich Wellenlängen-Verkürzungsfaktor in weiten Bereichen variieren und können die kritischen Werte für die Abstrahlungsfreiheit für den Verkürzungsfaktor bequem übersteigen.

30 **[0032]** Eine weitere Gestaltungsmöglichkeit ergibt sich durch die Auswahl eines geeigneten Substrates mit einer entsprechend hohen Dielektrizitätskonstanten. Ein typisches Ausführungsbeispiel einer abstrahlungsfreien Struktur für die Resonanz-Frequenz von ca. 2,5 GHz ist durch folgende Größen des Außendurchmesser A, Innendurchmesser B, Windungszahl der Rosette N, der Schichtdicke d des Substrates und dessen Dielektrizitätskonstante ϵ gegeben, das in jedem der Fälle die Kriterien der Abstrahlungsfreiheit erfüllt (z.B. ergibt sich für das erste Beispiel in der Tabelle ein Wellenlängen-Verkürzungsfaktor von 12 bei der Modenkennzahl $m=16$).

40

A	B	N	d	ϵ
50 mm	6 mm	32	1,5 mm	3,1
47 mm	7 mm	16	1,5 mm	2,2
76 mm	42 mm	16	1,5 mm	3,1
52 mm	20 mm	8	1,5 mm	3,1

45

Patentansprüche

50 1. Mikrowellen-Streufeldsensor zur Feuchte- und/oder Dichtemessung von dielektrischen Stoffen, dadurch gekennzeichnet, daß er im wesentlichen rotationssymmetrisch ausgebildet ist, in axialer Richtung zu mindestens einer Seite hin für elektromagnetische Strahlung durchlässig ist, und daß in ihm ein im wesentlichen rotationssymmetrisches Wechselfeld stehender Wellen erzeugbar ist, dessen räumliche Periode in Umfangsrichtung kleiner ist als die Vakuumwellenlänge bei der Frequenz des Wechselfelds.

55

2. Mikrowellen-Streufeldsensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß er einen Metalldraht (1) in Form eines geschlossenen Ringleiters aufweist, der von einem Dielektrikum (2) umgeben ist.

EP 0 908 718 A1

3. Mikrowellen-Streufeldsensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß er einen kreiszylindrischen, im E_{m10} -Mode betriebenen Resonator aufweist, der eine dünne metallische, von einer mittigen Öffnung unterbrochene Stirnfläche (5) aufweist und mit einem Dielektrikum (4) gefüllt ist.
- 5 4. Mikrowellen-Streufeldsensor nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß die relative Dielektrizitätskonstante ϵ des Dielektrikums (2,4) mindestens 2 ist.
5. Mikrowellen-Streufeldsensor nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß die relative Dielektrizitätskonstante ϵ des Dielektrikums (2,4) mindestens 5 ist.
- 10 6. Mikrowellen-Streufeldsensor nach Anspruch 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß die relative Dielektrizitätskonstante ϵ des Dielektrikums (2,4) mindestens 10 ist.
7. Mikrowellen-Streufeldsensor nach einem der Ansprüche 2 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß die azimutale Modenkennzahl m mindestens ungefähr 3 beträgt.
- 15 8. Mikrowellen-Streufeldsensor nach einem der Ansprüche 2 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß die azimutale Modenkennzahl m mindestens ungefähr 10 beträgt.
- 20 9. Mikrowellen-Streufeldsensor nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß er einen rosettenartig geformten metallischen Leiter (7) aufweist.
10. Mikrowellen-Streufeldsensor nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß der Leiter (7) auf einem dielektrischen Substrat angeordnet ist.
- 25 11. Mikrowellen-Streufeldsensor nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß der Leiter (7) in einem dielektrischen Substrat angeordnet ist.
12. Mikrowellen-Streufeldsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß die räumliche Periode in Umfangsrichtung mindestens ungefähr 1,5 mal kleiner ist als die Vakuumwellenlänge.
- 30 13. Mikrowellen-Streufeldsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß die räumliche Periode in Umfangsrichtung mindestens ungefähr 2,5 mal kleiner ist als die Vakuumwellenlänge.
- 35 14. Mikrowellen-Streufeldsensor nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß die räumliche Periode in Umfangsrichtung mindestens ungefähr 3,5 mal kleiner ist als die Vakuumwellenlänge.

40

45

50

55

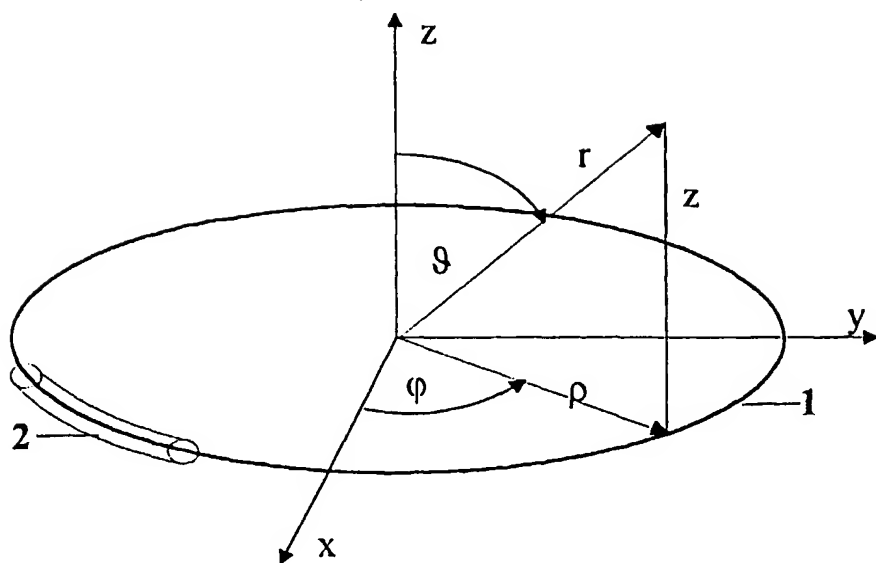


Fig. 1

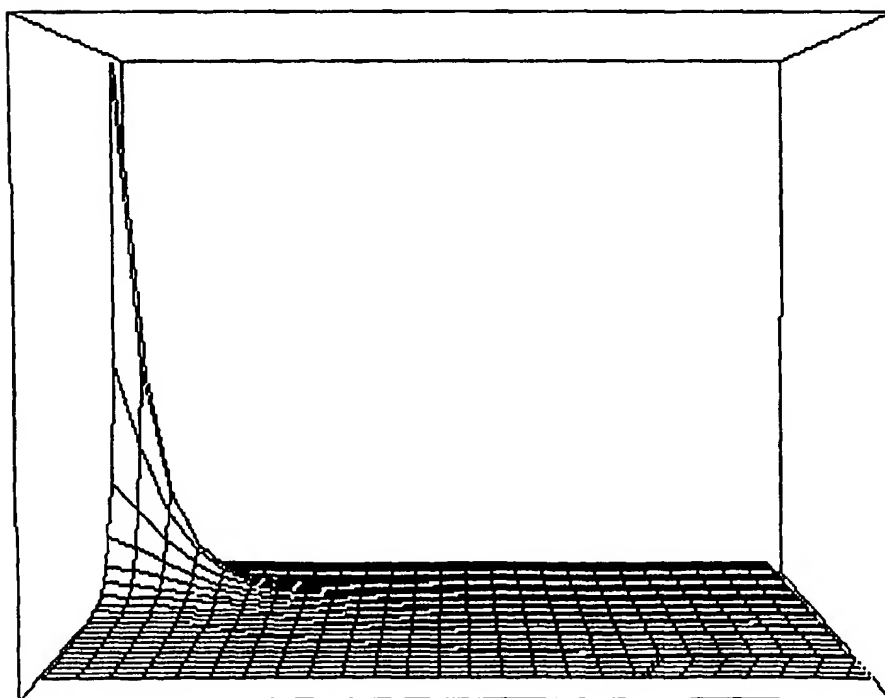


Fig. 2

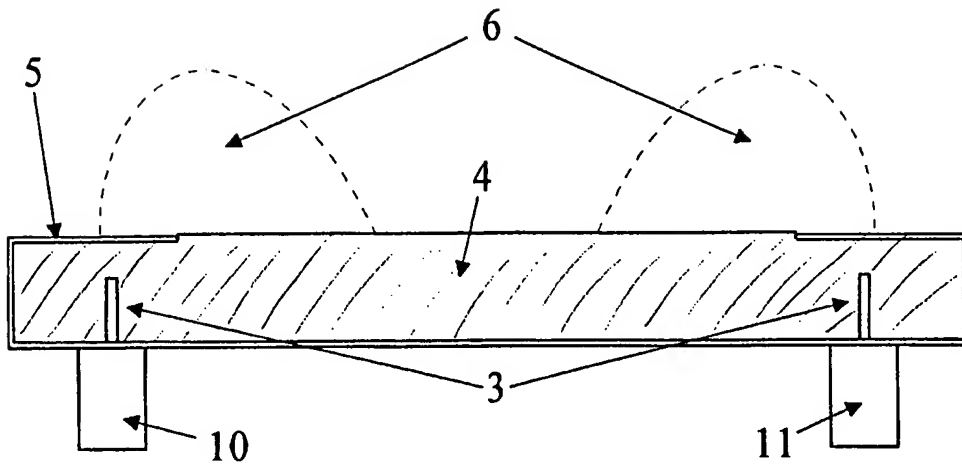


Fig. 3

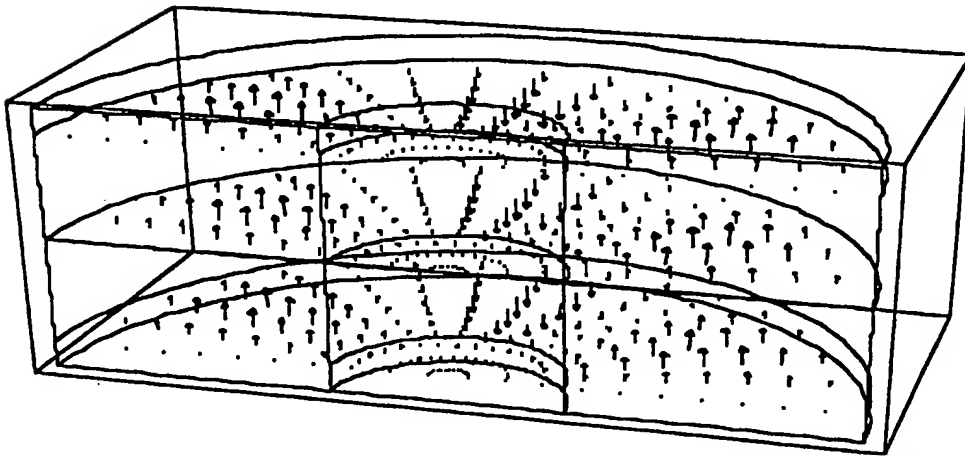


Fig. 4

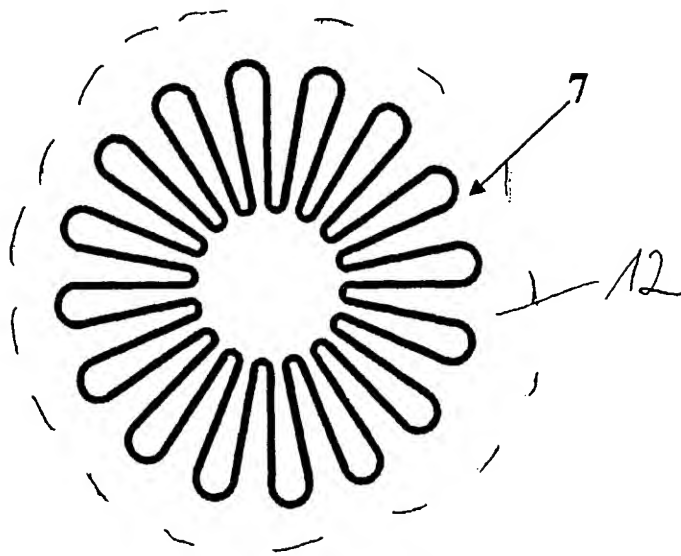


Fig. 5



Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung
EP 98 11 6440

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int.Cl.8)
A	MESURES REGULATION AUTOMATISME., Bd. 50, Nr. 1, Januar 1985, Seiten 67-70, XP002057631 PARIS FR * Seite 69; Abbildung 5 *	1	G01N22/04
A	GB 2 166 873 A (KEMIRA OY) 14. Mai 1986 * Zusammenfassung *	1	
A	THOMPSON F: "MOISTURE MEASUREMENT USING MICROWAVES" MEASUREMENT AND CONTROL, Bd. 22, Nr. 7, September 1989, Seiten 210-215, XP000052731 * Seite 212; Abbildung 8 *	1	
D,A	WO 91 12518 A (TEWS ELEKTRONIK) 22. August 1991 * Seite 21, letzter Absatz - Seite 22; Abbildung 14 *	1	
			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int.Cl.6)
			G01N
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort	Abchlußdatum der Recherche	Prüfer	
DEN HAAG	14. Januar 1999	Hulne, S	
<p>KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE</p> <p>X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichttechnische Offenbarung P : Zwischenliteratur</p> <p>T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentedokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument</p>			

EPO FORM 1503 03/82 (P04C03)

**ANHANG ZUM EUROPÄISCHEN RECHERCHENBERICHT
 ÜBER DIE EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG NR.**

EP 98 11 6440

In diesem Anhang sind die Mitglieder der Patentfamilien der im obengenannten europäischen Recherchenbericht angeführten Patentedokumente angegeben.

Die Angaben über die Familienmitglieder entsprechen dem Stand der Datei des Europäischen Patentamts am 14-01-1999.

14-01-1999

Im Recherchenbericht angeführtes Patentedokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
GB 2166873 A	14-05-1986	FI 844061 A	17-04-1986
		CH 670514 A	15-06-1989
		DE 3536365 A	30-04-1986
		DK 470885 A	17-04-1986
		FI 875276 A, B,	30-11-1987
		JP 61097556 A	16-05-1986
		SE 464940 B	01-07-1991
		SE 8504730 A	17-04-1986
		US 4755743 A	05-07-1988
WO 9112518 A	22-08-1991	DE 4004119 A	14-08-1991
		AT 129343 T	15-11-1995
		DE 59106709 D	23-11-1995
		EP 0468023 A	29-01-1992
		ES 2081471 T	01-03-1996
		US 5397993 A	14-03-1995

EPO FORM P0461

Für nähere Einzelheiten zu diesem Anhang : siehe Amtsblatt des Europäischen Patentamts, Nr.12/82